

РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТИРИСТОРНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ В УЗЛЕ ИХ ПОДКЛЮЧЕНИЯ

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ. Практика современного электропривода характеризуется широким использованием полупроводниковых преобразователей для целей регулирования скорости и оптимизации режимов работы приводных механизмов.

Наибольший процент по мощности составляют тиристорные преобразователи двух типов: 6-пульсные (трехфазная мостовая схема) и 12-пульсные (два 6-пульсных преобразователя, включенные параллельно или последовательно).

Тиристорные преобразователи как потребители (генераторы) электроэнергии обладают двумя недостатками.

Первый - они являются потребителями реактивной мощности.

Второй - это нелинейные устройства, которые, будучи подключенными к сети с синусоидальным напряжением, потребляют из сети несинусоидальный ток. Высшие гармоники тока приводят к появлению высших гармоник напряжения, которое отрицательно сказывается на работе других потребителей.

Для компенсации указанных негативных явлений применяются ФКУ.

Международные и отечественные нормативные документы (ГОСТ 13109-97) жестко регламентируют качество напряжения в точках взаимодействия различных составных частей единой энергетической системы, в том числе величину каждой из высших гармоник напряжения.

По мнению автора, занимающегося разработкой и внедрением электроприводов с полупроводниковыми преобразователями, практическая методика расчета качества напряжения в различных точках энергосистемы отсутствует, что серьезно усложняет задачи как внедрения новых электроприводов, так и улучшения работы существующих промышленных электросистем.

РАСЧЕТ ПРОЦЕССОВ В ТРЕХФАЗНОМ МОСТОВОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ.

2.1 Исследуемая схема показана на рисунке 1.

Здесь E_A, E_B, E_C – э.д.с. сети большой мощности, величина э.д.с. не зависит от работы тиристорного преобразователя.

A, B, C – точки подключения преобразователя.

$X_{вн}$ – сетевое индуктивное сопротивление. Оно задается, как правило, в виде тока короткого замыкания в точках подключения преобразователя.

$X_{пр}$ – индуктивное сопротивление преобразователя – сопротивление цепи от точек A, B, C до непосредственных зажимов преобразователя.

Расчетная схема на рис. 1 описывает процессы в тиристорных преобразователях, у которых на входе включен трансформатор по схеме Δ/Δ или Δ/Δ . Влияние трансформатора сказывается на величине $X_{пр}$, в состав которого должно быть включено индуктивное сопротивление короткого замыкания трансформатора. Для наглядности процессы удобно анализировать на стороне вторичной обмотки.

2.2 Условия, с учетом которых получены конечные результаты.

2.2.1 Все переменные представляются в относительных единицах. Базовые величины:

$$U_\delta = \frac{3}{\pi} \sqrt{6} E, \quad I_\delta = \frac{\sqrt{6} E}{2(X_{пр} + X_{вн})}, \quad Z_\delta = \frac{U_\delta}{I_\delta} = \frac{6}{\pi} (X_{пр} + X_{вн}) = \frac{6}{\pi} X_K$$

где X_K – фазное коммутационное индуктивное сопротивление.

2.2.2 Постоянный ток I_d идеально сглажен. Независимые переменные исследуемых коммутационных процессов в преобразователе в о. е. следующие: напряжение u_d и ток i_d или угол управления α и угол коммутации γ , связанные между собой следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} \cos \alpha &= u_d + \frac{i_d}{2} \\ \cos(\alpha + \gamma) &= u_d - \frac{i_d}{2} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

2.2.3 Коммутация тока принимается прямолинейной. Упрощенное описание коммутационного процесса базируется на справедливости следующего качественного утверждения:

Значение коэффициента сдвига ($\cos \phi$) определяет процесс передачи мощности в тиристорном преобразователе, а $\sin \phi$ определяет коммутационные процессы в нем.

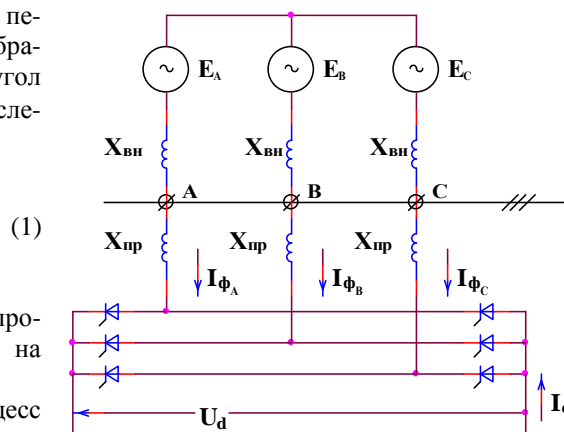


Рисунок 1 – Схема 6-ти пульсного преобразователя

Принимается, что напряжение в контуре коммутации постоянное и равно $\frac{\pi}{3} \sin \varphi$ (о.е.). в этом случае угол

коммутации γ и $\cos \varphi$ по основной гармонике равны:

$$\varphi = \frac{i_d}{\sin \varphi}, \quad \cos \varphi = u_d \left(\sin \frac{\gamma}{2} / \frac{\gamma}{2} \right) \quad (2)$$

По мнению автора, характеристика процессов в преобразователе с использованием переменных γ и $\cos \varphi$ вместо u_d и i_d наиболее удобная при определении энергетических соотношений.

Переход от u_d и i_d к $\cos \varphi$ и γ проще всего выполняется методом последовательных приближений.

Нулевое приближение: $\gamma = 0 \cos \varphi_0 = u_d$.

$$\text{Первое приближение:} \quad \gamma_1 = \frac{i_d}{\cos \varphi_0} \quad \cos \varphi_1 = u_d \frac{\sin \frac{\gamma_1}{2}}{\frac{\gamma_1}{2}}.$$

$$\text{Второе приближение:} \quad \gamma_2 = \frac{i_d}{\cos \varphi_1} \quad \cos \varphi_2 = u_d \frac{\sin \frac{\gamma_2}{2}}{\frac{\gamma_2}{2}}.$$

Расчеты показывают, что достаточно 2-х приближений для получения практически приемлемой точности значений $\cos \varphi$ и γ .

2.2.4 Для всех гармонических переменных используется эффективное значение.

2.3 Конечные соотношения.

С учетом принятых условий путем несложных расчетов получены следующие конечные соотношения.

2.3.1 Эффективное значение K -той гармоники сетевого тока преобразователя в о.е.

$$i_K = \frac{2\sqrt{6}}{\pi} \frac{\sin \varphi}{K^2} \sin \frac{K\gamma}{2} \quad i_1 = \frac{2\sqrt{6}}{\pi} \sin \varphi \sin \frac{\gamma}{2}$$

Порядок высших гармоник K описывается соотношением: $K = |6n \pm 1|$, $n = 0 \div \infty$..

2.3.2 Эффективное значение K -той гармоники падения напряжения на сетевом индуктивном сопротивлении X_C в о.е.

$$u_{K,K} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{X_{BH}}{X_K} \frac{\sin \varphi}{K} \sin \frac{K\gamma}{2} \quad (4)$$

$$u_{K,1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{X_{BH}}{X_K} \sin \varphi \sin \frac{\gamma}{2} \quad (5)$$

Двойная индексация напряжения $u_{K,K}$ означает, что рассчитывается эффективное значение K -той гармоники коммутационного падения напряжения на сопротивлении X_C .

Для всех высших гармоник напряжение $u_{K,K}$ - это эффективное значение K -той гармоники напряжения в точке измерения.

2.3.3 Основная гармоника напряжения в точке измерения с учетом (5) равна:

$$u_1 = \sqrt{(e - u_{K,1} \sin \varphi)^2 + (u_{K,1} \cos \varphi)^2} \quad (6)$$

где e в о.е. $= \frac{\pi}{3} \frac{1}{\sqrt{6}}$, а $u_{K,1}$ см. (5)

2.3.4 Коэффициент искажения синусоидальности напряжения в точке подключения преобразователя равен:

$$K_{иск} = \frac{\pi}{6} \frac{X_{BH}}{X_K} \frac{\sin \varphi}{u_1} \sqrt{\frac{2\gamma}{\pi} - \frac{24}{\pi^2} \sin^2 \frac{\gamma}{2}} \quad (7)$$

РАСЧЕТ КАЧЕСТВА ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ В 12-ПУЛЬСНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ.

3.1 Схема исследуемого преобразователя показана на рисунке 2.

Независимо от схемы соединений преобразователей на стороне сети ток индивидуальных 6-ти пульсных преобразователей на стороне сети суммируется.

3.2 Принятые обозначения и допущения (дополнительно к разделу 2.2):

– $X_{пр}$ – индуктивное сопротивление цепи переменного тока от зажимов вентильной части каждого индивидуального преобразователя до точки параллельного соединения преобразователей на первичной стороне;

– тиристоры обоих преобразователей работают со сдвигом в 30 эл. гр. Принимается допущение, что коммутационные процессы в обоих индивидуальных преобразователях не накладываются;

– коммутационное индуктивное сопротивление каждого индивидуального преобразователя равно $X_K = X_{пр} + X_{BH}$.

3.3 Формулы для расчета энергетических характеристик 12-пульсного преобразователя:

$$i_K = \frac{2\sqrt{6}}{\pi} \frac{\sin \frac{K\gamma}{2}}{\frac{K\gamma}{2}} \frac{i_d}{K} = \frac{4\sqrt{6}}{\pi} \frac{\sin \varphi}{K^2} \sin \frac{K\gamma}{2}$$

$$K = |12n \pm 1|, n = -\infty \div \infty \quad i_1 = \frac{4\sqrt{6}}{\pi} \sin \varphi \sin \frac{\gamma}{2}$$

Значение $\cos \varphi$ определяется согласно п. 2.2.3.

$$u_{K,K} = 2\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{X_{BH}}{X_K} \frac{\sin \varphi}{K} \sin \frac{K\gamma}{2}$$

$$u_{K,1} = 2\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{X_{BH}}{X_K} \sin \varphi \sin \frac{\gamma}{2}$$

$$u_1 = \sqrt{(e - U_{K,1} \sin \varphi)^2 + (U_{K,1} \cos \varphi)^2}$$

$$K_{иск} = \frac{\sqrt{\pi}}{3} \frac{X_{BH}}{X_K} \frac{\sin \varphi}{u_1} \sqrt{\gamma - \frac{24}{\pi} \sin^2 \frac{\gamma}{2}}$$

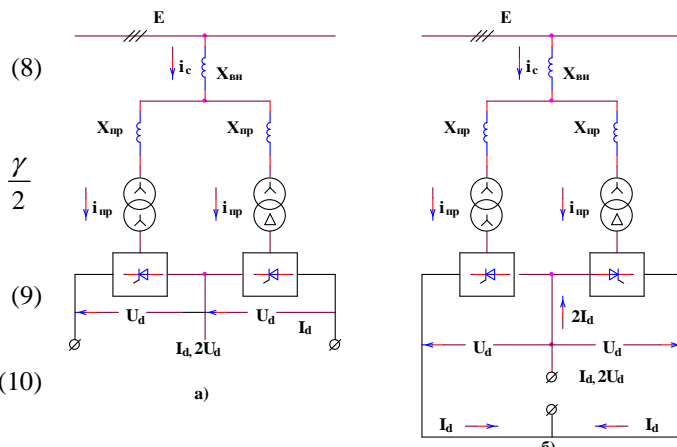


Рисунок 2 – Схема 12-ти пульсного преобразователя

РАСЧЕТ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ СЕТИ, ОТ КОТОРОЙ ПИТАЕТСЯ ТИРИСТОРНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С РЕЗОНАНСНЫМ ФИЛЬТРОМ.

На рисунке 3а) показана анализируемая схема, которая полностью справедлива при учете только основной гармоники тока преобразователя i_1 . Для высших гармоник в расчетной схеме e равно нулю (4б). На рис. 3 X_c – сопротивление конденсатора фильтра, X_ϕ – сопротивление дросселя фильтра. Сетевой ток основной гармоники равен:

$$i_{cetu} = \frac{1}{X_C - X_\phi - X_{BH}} \sqrt{[(X_C - X_\phi) i_1 \cos \varphi]^2 + [e - (X_C - X_\phi) i_1 \sin \varphi]^2} \quad (13)$$

заданными величинами являются e , i_1 , φ .

Коэффициент мощности привода равен:

$$\cos \varphi_{cetu} = (X_C - X_\phi) i_1 \cos \varphi / i_{cetu}$$

Напряжение основной гармоники в точке подключения преобразователя равно:

$$U_t = \frac{X_C - X_\phi}{X_C - X_\phi - X_{BH}} \sqrt{(e - i_1 X_{BH} \sin \varphi)^2 + (i_1 X_{BH} \cos \varphi)^2} \quad (15)$$

Коэффициент $(X_C - X_\phi) / (X_C - X_\phi - X_{BH}) > 1$. Для высших гармоник сопротивление с учетом фильтра равно:

$$Z_K = K \frac{X_{BH} (X_C - K^2 X_\phi)}{X_C - K^2 (X_\phi + X_{BH})}$$

Для частот, больших резонансной частоты фильтра

$$\left(K^2 > \frac{X_C}{X_\phi} \right). \quad Z_K = K \frac{X_{BH} \cdot X_\phi}{X_\phi + X_{BH}} < K X_{BH}$$

Эффект от введения резонансного фильтра двойной:

- повышение $\cos \varphi$ преобразовательной установки,
- для всего спектра высших гармоник, больших резонансной частоты фильтра, индуктивное сопротивление внешней цепи снижается, что приводит к снижению высших гармоник напряжения и уменьшению коэффициента искажения синусоидальности напряжения на шинах подключения тиристорного привода.

Практическая методика расчета энергетических характеристик привода следующая: расчет выполняется согласно приведенным выше формулам для 6-ти пульсного или 12-ти пульсного преобразователя, но вместо сопротивления X_{BH} используется сопротивление $X_{BH}' = (X_{BH} \cdot X_\phi) / (X_{BH} + X_\phi)$, а вместо U_0 в формулах для расчета $K_{иск}$ подставляется э.д.с. $e_{(o,e)} = \pi / 3\sqrt{6}$. Обращаем внимание, что при введении фильтра справедливы 2 понятия коэффициента сдвига $\cos \varphi$ для преобразователя и $\cos \varphi_{сети}$ для внешней сети.

ВЫВОДЫ.

5.1 Предложена практическая методика расчета энергетических характеристик электроприводов с тиристорными преобразователями, точность которых достаточна для проектной практики и принятия оптимальных технических решений.

5.2 При необходимости более точные расчеты должны выполняться методами математического моделирования

ЛИТЕРАТУРА: ГОСТ 13109-97.

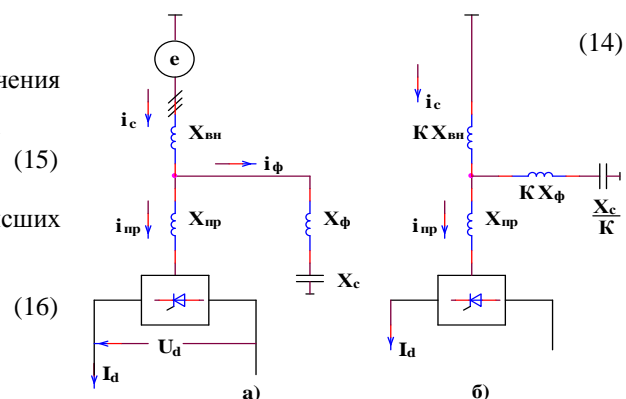


Рисунок 3 – Схема преобразователя с резонансным фильтром